

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**



(19)

(11) Publication number: **5.**

Generated Document.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN(21) Application number: **53019475**(51) Intl. Cl.: **H04B 1/04 H03G 3/20**(22) Application date: **21.02.78**

<p>(30) Priority:</p> <p>(43) Date of application publication: 01.09.79</p> <p>(84) Designated contracting states:</p>	<p>(71) Applicant: MITSUBISHI ELECTRI</p> <p>(72) Inventor: ONO HIDEYO</p> <p>(74) Representative:</p>
---	--

(54) AUTOMATIC OUTPUT CONTROL CIRCUIT

(57) Abstract:

PURPOSE: To enable the control operation stably and surely with small sized control transistors, by controlling high frequency amplifier with the parallel or series connection of the high frequency amplifier and the current control variable element in high frequency purpose at the input side of the high frequency amplifier.

CONSTITUTION: The power amplifier 3 receives the output signal from the high frequency amplifier 2, and the output is fed to the directional coupler 4, controlling the amplifier 2 with the feed back amplifier 5 with the reception of the reflection wave output and progressing wave output accompanied with the transmission power from the coupler 4. At the input side of the amplifier 2, the high frequency amplifier and the current control variable element are in parallel or series connection, controlling the amplifier 2 with the DC current in

proportional to the transmission output to the current control variable element. Thus, the control transistor is made small in size and stable and sure control operation can be made.

COPYRIGHT: (C)1979,JPO&Japio

⑬日本国特許庁(JP)

⑭特許出願公開

⑫公開特許公報(A)

昭54—111709

⑮Int. Cl.²

H 04 B 1/04

H 03 G 3/20

識別記号

⑯日本分類

96(7) B 1

98(5) A 11

庁内整理番号

7343—5K

7033—5J

⑰公開 昭和54年(1979)9月1日

発明の数 1

審査請求 未請求

(全 5 頁)

⑭自動出力制御回路

⑱特 願 昭53—19475

⑲出 願 昭53(1978)2月21日

⑳発 明 者 小野英代

尼崎市南清水字中野80番地 三

菱電機株式会社通信機製作所内

㉑出 願 人 三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2
番3号

㉒代 理 人 弁理士 葛野信一 外1名

明 細 書

1 発明の名称

自動出力制御回路

2 特許請求の範囲

(1) 高周波増幅器、この高周波増幅器からの出力信号を受ける電力増幅器、この電力増幅器からの出力信号を受けて送信電力を出力する方向性結合器、及びこの方向性結合器からの前記送信電力に伴う反射波出力及び進行波出力を受けて前記高周波増幅器を制御する帰還増幅器を備えた自動出力制御回路において、

前記高周波増幅器の入力側に前記高周波増幅器と高周波的に電流制御可変素子を並列接続又は直列接続し、前記電流制御可変素子に前記送信電力に比例した直流電流を供給して前記高周波増幅器を制御するようにしたことを特徴とする自動出力制御回路。

(2) 前記電流制御可変素子は PIN ダイオードである特許請求の範囲第1項記載の自動出力制御回路。

(3) 前記 PIN ダイオードと直流阻止コンデンサとの直列体を前記高周波増幅器と高周波的に並列接続し、前記 PIN ダイオードの陽極と前記直流阻止コンデンサとの接続点と前記帰還増幅器とを接続した特許請求の範囲第2項記載の自動出力制御回路。

3 発明の詳細な説明

この発明は無線送信機において、送信機負荷が正しく接続されている時には出力電力を一定に保ち、送信機負荷の異常時には電力増幅器の破壊を防止する働きをする自動出力制御回路に関するものである。

第1図は一般的な無線送信機のブロック結線図で、1は信号によつて変調された搬送波を低電力レベルで発生する回路(以下、ヤング回路という)、2はヤング回路1の出力を入力して中電力レベルまで増幅する高周波増幅器、3は高周波増幅器2の出力を入力して送信電力レベルまで増幅する電力増幅器、4は進行波電力に比例した直流出力を与える進行波電力検出端子5と反射波電力に比例

した直流出力を与える反射波電力検出端子 δ とを有する方向性結合器 ϵ 、及び δ は方向性結合器 ϵ から進行波電力検出出力を進行波電力検出端子 α 、送信電力設定用ポテンシオメータRV1及び逆流阻止用ダイオードD1を介し、また反射波電力検出出力を反射波電力検出端子 δ 及び逆流阻止用ダイオードD2を介してそれぞれ入力する帰還増幅器である。高周波増幅器2の出力は帰還増幅器5からの出力で帰還制御される。すなわち被制御増幅器たる高周波増幅器2、電力増幅器3、方向性結合器 ϵ 、及び帰還増幅器5の閉ループで自動出力制御回路8を構成している。そして ϵ は搬送波の高調波を除去する低域 β 波器、 γ は空中線である。

空中線 γ が正常に接続された状態にあるとき、何らかの原因で方向性結合器 ϵ への入力が増大すると方向性結合器 ϵ の進行波電力検出端子 α からの出力が増大し、送信電力設定用ポテンシオメータRV1、ダイオードD1及び帰還増幅器5を経て高周波増幅器2の出力を減少させるように動作す

る。逆に方向性結合器 ϵ への入力が増少すると同様の経路で高周波増幅器2の出力を増加させる。このようにして送信出力電力はほぼ一定に保たれる。

次に、もし空中線 γ が折損する等の事故が発生したときはヤング回路1、自動出力制御回路8及び低域 β 波器 ϵ から成る送信機と空中線 γ との整合がくずれて反射波電力検出端子 δ からの反射波電力出力が増加し、帰還増幅器5を経て高周波増幅器2の出力を低下させ電力増幅器3の過電力損による破壊を防止する。

このように自動出力制御回路8は送信出力電力を一定に保ち、空中線等の負荷の異常時に電力増幅器3を破壊から守る役割を果たすもので、その動作は確実でなければならず無線機の重要な部分を占める回路として廉価で占有する面積も小さいものが望まれる。

第2図は従来の自動出力制御回路の一例を示す回路説明図で、第2図において第1図と同一符号は同一部分を示すものとし、0c1及び0c2は結

合コンデンサ、L1及びL2は高周波コイル、RF0は高周波チョーク、01、02、0V1及び0V2は同調用コンデンサ、0pはバイパスコンデンサ、TR1は高周波増幅用トランジスタである。この高周波増幅用トランジスタTR1のエミッタは帰還増幅器5の出力端子に接続されており、高周波増幅用トランジスタTR1に流れる電流を制御することによつて高周波増幅用トランジスタTR1の出力電力を制御している。Mは高周波コイルL1、同調用コンデンサ01及び02を含む同調回路が調整時に最適同調されているか否かを点検するための結合コンデンサ0c2、ダイオードD2及び抵抗器RMからなるメータリング回路の出力端子である。帰還増幅器5はトランジスタTR2及び制御用トランジスタTR3を二段直結した直流増幅器であり、抵抗器R1及びコンデンサ0pで平滑回路を構成して帰還増幅器5への入力信号のリプル分や高周波信号を除去している。抵抗器R2～R5はバイアス用抵抗器であるが、自動出力制御回路8の温度補償を行うためサーミスタTHが設けられている。

一般に高周波増幅用トランジスタTR1には100mA程度以上のエミッタ電流が流れるので、第2図のような回路であると高周波増幅用トランジスタTR1を制御する制御用トランジスタTR3は最大定格として100mA以上のコレクタ許容電流値が要求されるから形状も大きく、従つて、占有する面積も大きい高価なものとなつてしまう。制御電流を小さくしようとして高周波増幅用トランジスタTR1より前の高周波増幅用トランジスタ(図示せず)を制御しようとする、ループ利得が大きくなつて発振などの異常現象を起こしやすくなる。また、このようなエミッタ電流またはコレクタ電流を制御する自動出力制御回路8においては搬送周波数が高い場合、アンテナ折損等の異常時に自動出力制御回路8が正常に動作し制御用トランジスタTR3が完全に非導通の状態となつて高周波増幅用トランジスタTR1のエミッタ電流が流れなくなつても、今度は高周波増幅用トランジスタTR1のベース・コレクタ間の接合容量を通つて高周波増幅用トランジスタTR1の入力信号がコレクタに

まで抜けて出力されるため、次段の電力増幅器 J で増幅され、その電力が電力増幅器 J の内部で消費され、環境温度が高いなどの悪条件が重なると電力増幅器 J の破壊にまで至るという場合もある。また高周波増幅用トランジスタ $TR/$ のエミッタ電流を制御する代わりに高周波増幅用トランジスタ $TR/$ のコレクタ電圧を制御する方法もあるが、これもエミッタ電流を制御する方法と同様、制御用トランジスタ TRJ は許容コレクタ損失の最大定格の大きいものが必要となり、第2図に示す回路と同様の欠点がある。

このように従来の自動出力制御回路では高周波増幅器の制御用トランジスタとして価格が高く形状の大きいものが必要であり、また搬送波の周波数が高くなると不確実な動作をする場合があるなどの欠点があった。

この発明はこのような従来の欠点に鑑みてなされたもので、価格が安く、小形で、しかも電力増幅器を過電力損による破壊から保護し、動作の安定な自動出力制御回路を提供することを目的とし

たものである。

以下、第3図乃至第6図においてこの発明の実施例を説明する。

第3図は、この発明に係る自動出力制御回路の第1実施例を示すもので、第2図と同一符号は同一部分または相当部分を示している。図において、 $D\#$ は電流制御可変抵抗素子としてのPINダイオードであり、直流阻止用コンデンサ C_0 を介して高周波増幅用トランジスタ $TR/$ のベース・エミッタ間に高周波的に並列接続されている。 R_B は、PINダイオード $D\#$ の順方向に流れる直流順電流 I_F を制限する抵抗器であり、この順電流 I_F は方向性結合器 $\#$ から帰還増幅器 Δ への入力信号に比例して流れるよう制御用トランジスタ TRJ が接続されている。PINダイオード $D\#$ の順直列抵抗 R_{fs} と順電流 I_F の関係は、ほぼ次式

$$R_{fs} = K I_F^{-\alpha} (\Omega)$$

で表わされることが知られている。但し I_F の単位はmA、 K 及び α は定数で特性曲線から近似して決定される。

第4図にPINダイオードの代表例として三菱電機製MI $\#0J$ の $R_{fs} - I_F$ 特性曲線を示す。第4図からもわかるようにPINダイオードの順直列抵抗 R_{fs} は、順電流 I_F を0から数mAまで変化させることにより数百 Ω の高抵抗値（順電流は第4図より更に低い値をとるため）から 1Ω 以下の低抵抗値にまで変化させることができる。

ところで電力増幅器 J に設置される高周波増幅用トランジスタ $TR/$ の入力インピーダンスは数 $\Omega \sim 10\Omega$ 程度であり、この高周波増幅用トランジスタ $TR/$ と高周波的に並列にPINダイオード $D\#$ を接続し順電流 I_F を制御すれば、PINダイオードの順直列抵抗 R_{fs} は高周波増幅用トランジスタ $TR/$ の入力インピーダンスに対してほぼ無視できる高い抵抗値から、順直列抵抗 R_{fs} の値だけで高周波増幅用トランジスタ $TR/$ の入力側インピーダンスが決定されるような値、すなわち 1Ω 以下まで変化するので高周波増幅用トランジスタ $TR/$ の入力インピーダンスに対して順直列抵抗 R_{fs} の値が充分高ければヤング回路 Γ からの信号は高周波

増幅用トランジスタ $TR/$ の方に入力され、一方、順直列抵抗 R_{fs} が充分小さければPINダイオード $D\#$ に入力されて消費され、高周波増幅用トランジスタ $TR/$ への入力信号、したがって高周波増幅用トランジスタ $TR/$ の出力電力を制御することができる。すなわち、何らかの原因で方向性結合器 $\#$ への入力が増加すると帰還増幅器 Δ の入力も増加するので順電流 I_F は増大し、PINダイオード $D\#$ の順直列抵抗 R_{fs} は減少し、このためヤング回路 Γ からの入力信号はPINダイオード $D\#$ で消費され、高周波増幅用トランジスタ $TR/$ への入力信号はなく、従って電力増幅器 J は高周波増幅器 Δ と高周波的に結合されることはなく、方向性結合器 $\#$ の入力を抑えることができる。空中線 Γ 等が破壊した場合も同様である。

第5図は、第3図における従来の高周波増幅器 J の高周波増幅用トランジスタ $TR/$ のコレクタ電流 I_{co} （エミッタ電流にほぼ等しい）を変化させた場合の出力電力特性（ただし順電流 $I_F = 0$ ）と、第3図のこの発明においてPINダイオード $D\#$ に